

APPARATUS AND METHOD FOR CANCELING INTERFERENCE SIGNAL IN ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEM USING MULTIPLE ANTENNAS

Patent number: JP2005143116
Publication date: 2005-06-02
Inventor: HWANG CHAN-SOO; SONG KEE-BONG; LEE DONG-JUN
Applicant: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD
Classification:
- international: **H04L1/06; H04L1/00; H04L1/02; H04L1/00; (IPC1-7): H04J15/00; H04B7/04; H04J11/00**
- european: **H04L1/06**
Application number: JP20040321028 20041104
Priority number(s): KR20030078133 20031105

Also published as:



EP1530312 (A1)
US2005152266 (A1)
CN1630284 (A)

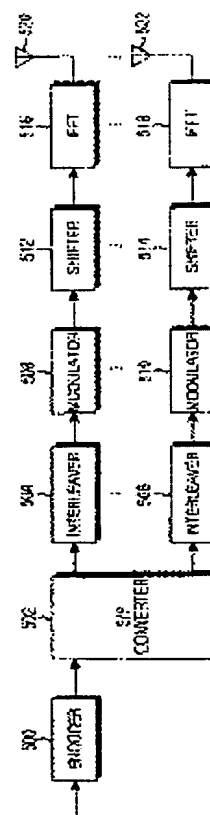
Report a data error here

Abstract of JP2005143116

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an apparatus and method for particularly improving a performance of an error-correcting code caused by the influence of error propagation in a multi-input multi-output (MIMO) (multi-antenna) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) mobile communication system.

SOLUTION: In the OFDM system using multiple antennas, where, based on error estimation of a symbol received from a receive antenna, the error of a symbol received from another receive antenna is estimated. Prior to transmission, symbols to be transmitted through a plurality of transmit antennas are shifted by a predetermined number of bits without overlapping.

COPYRIGHT: (C)2005,JPO&NCIPI



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-143116

(P2005-143116A)

(43) 公開日 平成17年6月2日(2005.6.2)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04 J 15/00	H04 J 15/00	5 K 0 2 2
H04 B 7/04	H04 B 7/04	5 K 0 5 9
H04 J 11/00	H04 J 11/00	Z

審査請求 有 請求項の数 14 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2004-321028 (P2004-321028)	(71) 出願人	390019839 三星電子株式会社
(22) 出願日	平成16年11月4日 (2004.11.4)		大韓民国京畿道水原市靈通区梅灘洞 4 1 6
(31) 優先権主張番号	2003-078133	(74) 代理人	100064908 弁理士 志賀 正武
(32) 優先日	平成15年11月5日 (2003.11.5)	(74) 代理人	100089037 弁理士 渡邊 隆
(33) 優先権主張国	韓国 (KR)	(74) 代理人	100108453 弁理士 村山 靖彦
		(74) 代理人	100110364 弁理士 実広 信哉
		(72) 発明者	黄 譲洙 大韓民国京畿道龍仁市器興邑上葛里 (番地なし) 金花マウル住公アパート 3 0 3 棟 1 7 0 4 號

最終頁に続く

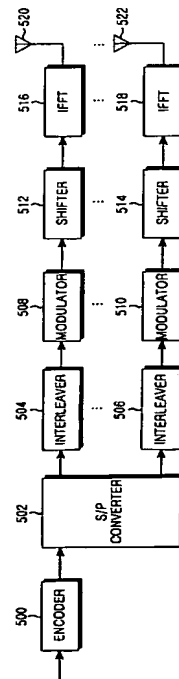
(54) 【発明の名称】 多重アンテナを使用する直交周波数分割多重システムでの干渉信号を除去する装置及び方法

(57) 【要約】

【課題】 多重入力多重出力(多重アンテナ) (Multi-Input Multi-Output ; MIMO) 直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing ; OFDM) 移動通信システムに関し、特に、エラー伝播の影響によるエラー訂正符号の性能を向上させる装置及び方法に関する。

【解決手段】 任意の受信アンテナから受信された受信シンボルに対するエラー推定を利用して、他の受信アンテナから受信された受信シンボルに対するエラー推定を遂行する複数のアンテナを使用する移動通信システムであって、複数の送信アンテナを通じて伝送される送信シンボルを一定のビット数だけ重畳しないようにシフトした後に伝送する。

【選択図】 図 5



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

情報ビットを入力して符号化ビット列を出力する符号化部を含む移動通信システムで複数のアンテナを通じて信号を伝送する装置であって、

前記符号化ビット列を前記アンテナの数に対応して複数の符号化ビット列に変換する直列変換部と、

前記複数の符号化ビット列のそれぞれをインターリーブするインターリーブ部と、

前記インターリーブされた複数の符号化ビット列のそれぞれを複数の変調シンボルの列に変調する複数の変調部と、

相互に異なるパターンで前記複数の変調シンボルの列のそれぞれをシフトし、前記シフトされた変調シンボルの列を前記複数のアンテナのうち対応するアンテナを通じて伝送する複数のシフターと、
を備えることを特徴とする装置。 10

【請求項 2】

前記シフトを遂行した変調シンボルを副搬送波に乗せて無線チャンネルを通じて伝送するために周波数に対する信号に変換する逆フーリエ変換(IFFT)部をさらに備える請求項 1 記載の装置。

【請求項 3】

前記変調部は、

前記複数の符号化ビット列を前記アンテナの数と同一のビット数を有する変調シンボルに出力する変調方式を使用する請求項 2 記載の装置。 20

【請求項 4】

前記シフターは、

前記複数のアンテナに対して順序を定め、この順序に対応して変調シンボルを構成するビットを順次の一つずつシフトする請求項 3 記載の装置。

【請求項 5】

符号化ビット列を入力して情報ビットを出力する復号化部を含む移動通信システムで複数のアンテナを通じて信号を受信する装置であって、

前記複数のアンテナを通じて受信された変調シンボルの列のそれぞれを送信装置で利用したパターンと同一のパターンによってシフトする複数のシフターと、

前記シフトした変調シンボルの列のそれぞれを復調して複数の符号化ビット列に復調する複数の復調部と、 30

前記複数の符号化ビット列のそれぞれをデインターリーブする複数のデインターリーブ部と、

前記デインターリーブされた符号化ビット列を一つの符号化ビット列に変換する並列変換部と、

を備えることを特徴とする装置。

【請求項 6】

前記受信装置は、

前記アンテナから伝達された副搬送波に乗せて無線チャンネルを通じて伝送された周波数に対する信号を時間に対する信号に変換するフーリエ変換(FFT)部をさらに備える請求項 5 記載の装置。 40

【請求項 7】

前記受信装置は、

前記 FFT 部から伝達された受信シンボルを一定の規則に従って順位を設定し、前記優先順位が高い受信シンボルに対するエラー推定を利用して、優先順位が低い受信シンボルに対するエラー推定を遂行する連続干渉消去方式の受信部をさらに備える請求項 6 記載の装置。

【請求項 8】

情報ビットを入力して符号化ビット列を出力する符号化部を含む移動通信システムで複 50

数のアンテナを通じて信号を送信する方法であって、

前記符号化ビット列を前記アンテナの数に対応して複数の符号化ビット列に変換するステップと、

前記複数の符号化ビット列のそれぞれをインターリービングするステップと、

前記インターリービングされた複数の符号化ビット列のそれぞれを複数の変調シンボルの列に変調するステップと、

前記複数の変調シンボルの列のそれぞれを相互に異なるパターンによってシフトするステップと、

前記シフトされた変調シンボルの列を前記複数のアンテナのうち対応するアンテナを通じて送信するステップと、

を備えることを特徴とする方法。

【請求項 9】

前記シフトを遂行した変調シンボルの副搬送波に乗せて無線チャネルを通じて送信するために周波数に対する信号に変換する逆フーリエ変換(IFFT)ステップを加える請求項 8 記載の方法。

【請求項 10】

前記複数の符号化ビット列を前記アンテナの数と同一のビット数を有する変調シンボルに変換する変調方式を使用する請求項 9 記載の方法。

【請求項 11】

前記複数のアンテナに対して順序を定め、前記順序に対応して変調シンボルを構成するビットを順次に一つずつシフトする請求項 10 記載の方法。

【請求項 12】

符号化ビット列を入力して情報ビットを出力する復号化部を含む移動通信システムで複数のアンテナを通じて信号を受信する方法であって、

前記複数のアンテナを通じて受信された変調シンボルの列のそれぞれを送信装置で利用したパターンと同一のパターンによってシフトするステップと、

前記シフトした変調シンボルの列のそれぞれを複数の符号化ビット列に復調するステップと、

前記複数の符号化ビット列のそれぞれをデインターリービングするステップと、

前記デインターリービングされた符号化ビット列を一つの符号化ビット列に変換するステップと、

を備えることを特徴とする方法。

【請求項 13】

前記アンテナから伝達された副搬送波に乗せて無線チャネルを通じて伝送された周波数に対する信号を時間に対する信号に変換するフーリエ変換(FFT)ステップをさらに備える請求項 12 記載の方法。

【請求項 14】

前記 FFT 部から伝達された受信シンボルを一定の規則に従って順位を設定し、この優先順位が高い受信シンボルに対するエラー推定を利用して、優先順位が低い受信シンボルに対するエラー推定を遂行するステップをさらに備える請求項 13 記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、多重入力多重出力(多重アンテナ)(Multi-Input Multi-Output; MIMO)直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM)移動通信システムに関し、特に、エラー伝播の影響によるエラー訂正符号の性能を向上させる装置及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

無線チャネルを通じて信号を送信する場合に、伝送された信号は、送信部と受信部と

10

20

30

40

50

の間に存在する多様な障害物によって多重経路の干渉を受ける。この多重経路が存在する無線チャンネルは、チャンネルの最大遅延拡散と信号の伝送周期で特性を規定することができる。また、この最大遅延拡散より信号の伝送周期が長い場合には、連続された信号の間に干渉が発生せず、このチャンネルの周波数領域の特性は、周波数非選択フェージング(frequency non-selective fading)によって定められる。しかしながら、広帯域を使用する高速伝送の場合には、この信号の伝送周期がこの最大遅延拡散より短いので、この連続された信号の間に干渉が発生して、受信された信号は、シンボル間の干渉(inter-symbol interference)を受けるようになる。また、この場合に、このチャンネルの周波数領域の特性は、周波数選択フェージング(frequency selective fading)によって定められ、コヒーレント(coherent)変調方式を使用する単一搬送波の伝送方式では、シンボル間の干渉を除去するために等化器(Equalizer)が要求される。また、このデータの伝送速度が増加するに従ってこのシンボル間の干渉による歪曲が増加し、これに従って、等化器の複雑度も増加する。このように、この単一搬送波の伝送方式で等化問題を解決するために、直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 以下、“OFDM”と略称する。)システムが提案された。

【0003】

通常に、OFDM方式は、時間分割接続(Time Division Access)と周波数分割接続(Frequency Division Access)との2次元接続方式と定義されることができる。従って、このOFDM方式によるデータを伝送するに際して、それぞれのOFDMシンボル(Symbol)は、副搬送波(sub-carrier)を通じて所定のサブチャンネル(sub-channel)の数で分配されて伝送される。

【0004】

このようなOFDM方式は、サブチャンネルのスペクトルが相互直交性を維持すると同時に重畳するので、スペクトル効率がよい。また、OFDM変／復調が逆高速フーリエ変換(Inverse Fast Fourier Transform; 以下、“IFFT”と略称する。)及び高速フーリエ変換(Fast Fourier Transform; 以下、“FFT”と略称する。)によって実現されるので、変／復調部の効率的なディジタルの実現が可能である。さらに、周波数選択フェージングまたは狭帯域干渉に対して強く、現在、ヨーロッパのディジタル放送の伝送とIEE 802.11a、IEEE 802.16a、及びIEEE 802.16bなどの大容量の無線通信システムの規格で採択されている高速のデータの伝送に効果的な技術である。

【0005】

前述したOFDM方式は、直列に入力されるシンボル(Symbol)列を並列に変換して、これらのそれぞれを相互直交性を有する複数の副搬送波(Sub-Carrier、Sub-Channel)に変調して伝送する多重搬送波変調(Multi Carrier Modulation; 以下、“MCM”と略称する。)方式の一種である。

【0006】

このようなMCM方式を適用するシステムは、1950年代の後半に軍用の高周波(High Frequency)無線通信に初めて適用され、直交する複数の副搬送波を重畳するOFDM方式は、1970年代から発展し始めた。このようなOFDM方式は、多重搬送波の間の直交変調の実現を解決しなければならなかったもので、実際にシステムの適用に限界があった。しかしながら、1971年にウェインSTEIN(Weinstein)などがこのOFDM方式を使用する変／復調は、DFT(Discrete Fourier Transform)を用いて効率的な処理が可能であることを発表しつつ、このOFDM方式に対する技術開発が急速に発展した。また、保護区間(Guard Interval)の使用と循環前置(Cyclic prefix)の保護区間の挿入方式の導入は、多重経路及び遅延拡散(Delay spread)に対するシステムの否定的な影響をさらに減少させることになった。従って、このOFDM方式は、ディジタルオーディオ放送(Digital Audio Broadcasting; 以下、“DAB”と略称する。)とディジタルTV、無線近距離通信網(Wireless Local Area Network; 以下、“W-LAN”と略称する。)及び無線非同期伝送モード(Wireless Asynchronous Transfer Mode; 以下、“W-ATM”と略称す

る。)などのデジタルの伝送技術に幅広く適用されている。すなわち、ハードウェア的な複雑度(Complexity)のために広く使用されていなかった。しかしながら、最近、FFT及びIFFTを含む各種のデジタル信号の処理技術が発展するにつれて幅広く使用されるようになった。このOFDM方式は、従来の周波数分割多重(Frequency Division Multiplexing; 以下、“FDM”と略称する。)方式と類似しているが、複数の副搬送波の間の直交性(Orthogonality)を保持し、また、周波数の使用効率がよく、多重経路フェージング(Multi-path fading)に強い特性があるので、高速データの伝送のときに最適の伝送効率を得ることができる。特に、周波数スペクトルを重畳して使用するので、周波数の使用が効率的であり、周波数選択的フェージング(Frequency selective fading)及び多重経路フェージングに強く、保護区間を利用してシンボル間の干渉(Inter Symbol Interference; 以下、“ISI”と略称する。)の影響を減らすことができるだけでなく、ハードウェア的に等化器の構造を簡素に設計することが可能である。そして、インパルス(Impulse)性雑音に強いので、通信システムの構造に積極的に活用されている趨勢にある。

【0007】

図1は、OFDM方式を使用する一般的な移動通信システムの構造を示す。以下、図1を利用して、OFDM方式を使用する一般的な移動通信システムの構造について詳細に説明する。

【0008】

入力ビットは、2進信号として符号化部100に入力される。符号化部100は、入力ビットを符号化して符号化ビット列を出力する。この符号化ビット列は、インターリーバ102に入力される。インターリーバ102は、入力された直列符号化ビット列に対してインターリービングを遂行し、変調部104へ伝達する。変調部104は、このインターリービングされたビット列を信号コンスタレーションの上のシンボルにマッピングする。変調部104の変調方式には、QPSK、8PSK、16QAM、及び64QAMなどが存在する。このシンボルを構成するビット数は、このそれぞれの変調方式に対応して定義されている。このQPSK変調方式は2ビットで構成され、この8PSKは3ビットで構成される。また、16QAM変調方式は4ビットで構成され、64QAM変調方式は6ビットで構成される。変調部104から出力された変調シンボルは、IFFT部106に入力される。このIFFTが遂行されたこの変調シンボルは、送信アンテナ108を通じて伝送される。

【0009】

送信アンテナ108から伝送されたシンボルは、受信アンテナ110によって受信される。受信アンテナ110によって受信されたシンボルは、FFT部112へ伝達される。FFT部112に入力された受信信号は、このFFTステップを遂行した後に、復調部114に入力される。復調部114は、変調部104で使用する同一の信号コンスタレーションを有し、逆拡散されたシンボルを2進ビットを有するシンボルに変換する。すなわち、この復調方式は、この変調方式によって決定される。復調部114によって復調された2進ビット列は、デインターリーバ116へ伝達される。デインターリーバ116は、インターリーバ102のインターリービング方式と同一の方式で、この復調された2進ビット列に対してデインターリービングを遂行する。このデインターリービングされた2進ビット列は、復号化部118によって復号される。復号化部118に入力されたこの2進ビット列は、復号化の過程を遂行することによって2進ビットを出力する。

【0010】

図2は、多重送受信アンテナを使用してOFDM方式によってデータを送受信する移動通信システムの構造を示している。

図2を参照すると、符号化部200は、2進入力ビットを符号化して符号化ビット列を出力する。直/並列変換部202は、直列符号化ビット列を並列符号化ビット列に変換する。直/並列変換部202で遂行される動作については、図4を参照して説明する。この並列符号化ビット列のそれぞれは、インターリーバ204、206へ伝達される。インターリーバ204、206、変調部208、210、IFFT部212、214、及び送信

アンテナ 216、218 で遂行される動作は、図 1 でのインターリーバ 102、変調部 104、IFFT 部 106、及び送信アンテナ 108 で遂行される動作と同一である。ただ、図 2 は、多重送信アンテナで構成されているので、この各 IFFT 部に割り当てられる副搬送波の個数は、図 1 の IFFT 部に割り当てられる副搬送波の個数より減少するようになる。

【0011】

送信アンテナ 216、218 から伝送されたシンボルは、受信アンテナ 220、222 によって受信される。受信アンテナ 220、222 によって受信されたシンボルは、FFT 部 224、226 へ伝達される。FFT 部 224、226 に入力された受信信号は、この FFT ステップを遂行した後、連続干渉消去方式 (Successive Interference Cancellation; SIC) の受信部 228 へ伝達される。この SIC 受信部については、図 3 を参照して説明する。SIC 受信部 228 から出力されたシンボルは、逆整列部 (de-ordering) 230 へ伝達される。SIC 受信部は、通常に、受信状態がさらによいストリーム (stream) をまず検出して、この検出されたストリームを利用して他のストリームを検出する。このとき、どんなストリームの受信状態がさらによいかは、SIC 受信部で決定するので、検出手順 (detection order) と送信信号の順序とは相互に異なる。そこで、逆整列部 230 は、受信状態によつて送信信号の順序を再整列する機能をする。逆整列部 230 から出力されたシンボルは、復調部 232、234 へ伝達される。復調部 232、234 及びデインターリーバ 236、238 で遂行される動作は、図 1 の復調部 114 及びデインターリーバ 116 で遂行される動作と同一である。デインターリーバ 236、238 から出力されたシンボルは、並／直列変換部 240 へ伝達される。並／直列変換部 240 で遂行される動作については、図 4 を参照して説明する。並／直列変換部 240 から出力された 2 進ビット列は、復号化部 242 によって復号される。復号化部 242 に入力されたこの 2 進ビット列は、復号化の過程を遂行することによって 2 進ビットを出力する。

【0012】

多重アンテナシステムでは、複数の受信アンテナは、相互に異なる送信アンテナから発生した信号が線形に重畳して受信される。従つて、送受信アンテナの個数が増加するにつれて、デコーディングのための複雑度も増加する。この SIC 受信部は、デコーディングのための複雑度を減少させるために、低演算量の線形受信部を反復的に使用する。この SIC 受信部は、以前のデコーディングされた信号の干渉を除去することによって漸進的に向上した性能を獲得する。しかしながら、SIC 方式は、以前の段階で決定された信号にエラーが発生した場合に、現在の段階の遂行のときに増加したエラーを発生させる短所を有する。

【0013】

図 3 を参照して、SIC 受信部の構造について説明する。図 3 は、2 本の受信アンテナを通じて信号を受信する一例を示している。

図 3 において、2 本の受信アンテナを通じて受信された信号は、 y_1 及び y_2 である。この受信信号 y_1 、 y_2 は、最小平均 2 乗誤差 (Minimum Mean Square Error; MMSE) 受信部 300 へ伝達される。下記の (1) 式はこの y_1 、 y_2 を示す。

【0014】

【数 1】

$$y_1 = x_1 h_{11} + x_2 h_{12} + z_1$$

$$y_2 = x_1 h_{21} + x_2 h_{22} + z_2 \quad \dots (1)$$

【0015】

この (1) 式は、2 本の送信アンテナが信号を送信していることを示す。この x_1 は、第 1 の送信アンテナが送信する信号を意味し、この x_2 は、第 2 の送信アンテナが送信する

10

20

30

40

50

信号を意味する。この h_{11} は、第1の送信アンテナと第1の受信アンテナとの間のチャンネル係数を意味し、この h_{12} は、第2の送信アンテナと第1受信アンテナとの間のチャンネル係数を意味する。この h_{21} は、第1の送信アンテナと第2の受信アンテナとの間のチャンネル係数を意味し、この h_{22} は、第2の送信アンテナと第2の受信アンテナとの間のチャンネル係数を意味する。この z_1 及び z_2 は、無線チャンネルの上の雑音を意味する。

【0016】

MMSE受信部300は、入力された y_1 、 y_2 を用いて x_1 と x_2 を推定する。上述したように、SIC受信部は、複数の段階を経て、この送信アンテナで送信した信号を推定する。すなわち、多重送信アンテナのうち一本の送信アンテナ(第1の送信アンテナ)が送信した信号をまず推定した後に、この推定された信号を用いて、他の送信アンテナ(第2の送信アンテナ)が送信した信号を推定することになる。3本の送信アンテナによって送信信号が送信されると、SIC受信部は、第3の送信アンテナが送信した信号を推定されたこの第1の送信アンテナ及び第2の送信アンテナの送信信号を用いて推定することになる。下記(2)式は、MMSE受信部300で第1の受信アンテナ及び第2の受信アンテナから受信した信号を示す。

【0017】

【数2】

$$y_1 = x_1 h_{11} + z_3$$

$$y_2 = x_1 h_{21} + z_4$$

...(2)

【0018】

この(2)式に示すように、MMSE受信部300は、この第2の送信アンテナの送信信号を雑音で推定する。この(1)式及び(2)式によると、この z_3 乃至 z_4 は、下記(3)式の通りである。

【0019】

【数3】

$$z_3 = x_2 h_{12} + z_1$$

$$z_4 = x_2 h_{22} + z_2$$

...(3)

【0020】

この(2)式は、第2の送信アンテナの送信信号を雑音として推定したが、この第1の送信アンテナの送信信号を雑音として推定することができる。下記(4)4は、この第1の送信アンテナの送信信号を雑音として推定する場合の第1の受信アンテナ及び第2の受信アンテナの受信信号を示している。

【0021】

10

20

30

40

【数 4】

$$y_1 = x_2 h_{12} + x_5$$

$$y_2 = x_2 h_{22} + x_6$$

…(4)

【0022】

下記(5)式は、MMSE受信部300でこの送信信号を推定するための式を示す。

10

【0023】

【数 5】

$$E = |Ay - x_j|^2$$

…(5)

【0024】

この(5)式は、この(2)式を用いて x_1 を推定する例を示す。この y は y_1 と y_2 との和を意味する。この(5)式を利用して最も小さい E 値を有する x_1 を求める。従って、 x_1 の推定値は、下記(6)式の通りである。

20

【0025】

【数 6】

$$\tilde{x}_1 = Ay$$

…(6)

【0026】

この(7)式は、 x_1 の推定値を示す。この x_2 の推定値も、この(5)式乃至(6)式のような方式で求められることができる。この推定された x_1 、 x_2 は、整列部(Stream orderer)302へ伝達される。整列部302は、この x_1 、 x_2 のMMSE値を考慮して優先順位を決定する。すなわち、MMSE値を利用して無線チャンネルの上でエラーが一番少なく発生した受信信号を決定する。図3は、 x_1 に対するエラーが x_2 に対するエラーより小さいことを仮定する。

30

【0027】

【数 7】

$$\tilde{x}_1 \quad \dots (7)$$

【0028】

整列部302は、この(7)式を図2の逆整列部と判別部(Decider)304へ伝達する。判別部304は、MMSE受信部300で推定したビットの値を決定する。MMSE受信部300で推定した値は、単純に式によって計算された値であるので送信し得ない値を有することもできる。従って、判別部304は、このMMSE受信部300で推定した値をもって、この送信部で送信可能な値を決定する。無線チャンネルの上でエラーが発生しなかったら、この推定値と決定値は同一である。挿入部306は、決定された(7)式を演算部308、310へ伝達する。演算部308、310は、下記(8)式に従って、この受信信号 y_1 及び y_2 を推定する。

40

【0029】

【数 8】

$$\bar{y}_1 = \bar{x}_1 h_{11} + x_2 h_{12} + r_1$$

$$\bar{y}_2 = \bar{x}_1 h_{21} + x_2 h_{22} + r_2$$

... (8)

【0030】

MMSE受信部312は、下記(9)式に従って、この推定された受信信号を用いて第2
の送信アンテナから送信した信号を推定する。

【0031】

【数 9】

$$E = |B\bar{y} - x_2|^2$$

... (9)

【0032】

この(10)式は、(11)式と(12)式との和を意味する。この(9)式を利用して、最も小さい
E値を有する x_2 を求める。従って、 x_2 の推定値(13)式は、下記(14)式に従って計算さ
れる。

【0033】

【数 10】

$$\bar{y} \quad \dots (10)$$

$$\bar{y}_1 \quad \dots (11)$$

$$\bar{y}_2 \quad \dots (12)$$

$$\tilde{x}_2 \quad \dots (13)$$

$$\bar{x}_2 = B\bar{y} \quad \dots (14)$$

【0034】

この(13)式は、図2の逆整列部230へ伝達される。

【0035】

上述したように、このSIC受信部228は、以前の段階で推定した送信信号を用いて
次の段階で送信信号を推定する。同一のインターリーバを使用して送信信号に対してイン
ターリービングを遂行した後に伝送する場合、伝送する間に、特定のビットでエラーが発
生したものと仮定する。この場合に、この受信部は、同一のこの特定のビットを含んだ隣
接ビットに対しても、エラーが発生したことを認識するようになる。以下、図4を参照し
て、送信部で送信した信号が受信部でエラーが発生する過程について説明する。

【0036】

図4を参照すると、(A)は、ビット単位で表示された伝送する2進ビット列を表示して
おり、伝送するデータが20ビットで構成されていることを示す。(B)は、直/並列変換
部によってこの20ビットが2個のグループに分離されたことを示している。この2個の
グループのうち、一番目のグループは、奇数番目のビットで構成され、二番目のグループ
は、偶数番目のビットで構成される。(C)は、この2個のグループに分離されたビット単
位のデータがインターリーバによってインターリービングを遂行する過程を示している。

10

20

30

40

50

この(C)で示しているように、一番目のグループ及び二番目のグループは、同一のインターリービング方式にてインターリービングを遂行する。

【0037】

(D)は、この一番目のグループに含まれているビットのうち、#17、#7、及び#3が伝送される間に、受信部でエラーが発生したことを示している。この場合に、この二番目のグループに含まれているビットは、この一番目のグループに含まれているビットの推定値を利用して推定するので、この一番目のグループに含まれているビットと同一の位置のビットもエラーが発生するようになる。すなわち、エラーが発生した一番目のグループのビットを利用して、二番目のグループに含まれているビットもエラーが発生する。この(D)は、二番目のグループに含まれているビットのうち、#18、#8、及び#4でエラーが発生したことを示している。

10

【0038】

(E)は、デインターリーバによって受信信号をデインターリービングする過程を示しており、(F)は、並/直列変換部によってデインターリービングされた信号を直列形態の信号に変換することを示している。この(F)は、隣接したビットでエラーが発生したことを示している。従って、このSIC受信部の特性によって、この受信部は、エラー訂正の性能が低下することをわかる。この受信部のエラー訂正の性能が低下することを防止するためには、送信アンテナごとに相互に異なるインターリービングパターンを使用する方案が提案された。しかしながら、この方案は、送信アンテナのそれぞれでインターリービングの遂行に必要な時間が増加し、送信アンテナのそれぞれに従うインターリービングパターンを受信部に通報しなければならない。従って、上述の問題点を解決することができる方案が要求されている。

20

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0039】

上記背景に鑑みて、本発明の目的は、優秀なエラー訂正性能を有するビット単位のインターリービングパターンを提供することにある。

本発明の他の目的は、以前の段階で探索された情報を用いて現在の段階の情報を探索するシステムで、この現在の段階の情報を探索するにあたって、以前の段階から発生したエラーに対する影響を減少させる装置及び方法を提供することにある。

30

【課題を解決するための手段】

【0040】

このような目的を達成するために、本発明によれば、情報ビットを入力して符号化ビット列を出力する符号化部を含む移動通信システムで複数のアンテナを通じて信号を伝送する装置であって、この符号化ビット列を前記アンテナの数に対応して複数の符号化ビット列に変換する直/並列変換部と、この複数の符号化ビット列のそれぞれをインターリービングするインターリーバと、このインターリービングされた複数の符号化ビット列のそれぞれを複数の変調シンボルの列に変調する複数の変調部と、相互に異なるパターンでこの複数の変調シンボルの列のそれぞれをシフトし、このシフトされた変調シンボルの列をこの複数のアンテナのうち対応するアンテナを通じて伝送する複数のシフターと、を備えることを特徴とする。

40

【0041】

また、本発明によれば、符号化ビット列を入力して情報ビットを出力する復号化部を含む移動通信システムで複数のアンテナを通じて信号を受信する装置であって、この複数のアンテナを通じて受信された変調シンボルの列のそれぞれを送信装置で使したパターンと同一のパターンによってシフトする複数のシフターと、このシフトした変調シンボルの列のそれぞれを復調して複数の符号化ビット列に復調する複数の復調部と、この複数の符号化ビット列のそれぞれをデインターリービングする複数のデインターリーバと、このデインターリービングされた符号化ビット列を一つの符号化ビット列に変換する並/直列変換部と、を備えることを特徴とする。

50

【 0 0 4 2 】

さらに、本発明によれば、情報ビットを入力して符号化ビット列を出力する符号化部を含む移動通信システムで複数のアンテナを通じて信号を送信する方法であって、この符号化ビット列をこのアンテナの数に対応して複数の符号化ビット列に変換するステップと、この複数の符号化ビット列のそれぞれをインターリービングするステップと、このインターリービングされた複数の符号化ビット列のそれぞれを複数の変調シンボルの列に変調するステップと、この複数の変調シンボルの列のそれぞれを相互に異なるパターンによってシフトするステップと、このシフトされた変調シンボルの列をこの複数のアンテナのうち対応するアンテナを通じて伝送するステップと、を備えることを特徴とする。

【 0 0 4 3 】

なお、本発明によれば、符号化ビット列を入力して情報ビットを出力する復号化部を含む移動通信システムで複数のアンテナを通じて信号を受信する方法であって、この複数のアンテナを通じて受信された変調シンボルの列のそれぞれを送信装置で使したパターンと同一のパターンによってシフトするステップと、このシフトした変調シンボルの列のそれぞれを複数の符号化ビット列に復調するステップと、この複数の符号化ビット列のそれぞれをデインターリービングするステップと、このデインターリービングされた符号化ビット列を一つの符号化ビット列に変換するステップと、を備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【 0 0 4 4 】

本発明は、以前の段階で発生したエラーが現在の段階に及ぼす影響を最小にすることによって、データが伝送される間に発生したエラー及び干渉信号に対する影響を減らすことができる。また、複数のインターリーバ／デインターリーバが同一の方式によってインターリービング／デインターリービングを遂行する。これによって、インターリービング／デインターリービングによる時間の遅延を最小にすることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 4 5 】

以下、本発明の好適な実施形態について添付図を参照しつつ詳細に説明する。下記説明において、本発明の要旨のみを明瞭するために公知の機能又は構成に対する詳細な説明は省略する。なお、図面中、同一な構成要素及び部分には、可能な限り同一な符号及び番号を共通使用するものとする。

【 0 0 4 6 】

図 5 は、本発明に従う送信部の構造を示している。入力ビットは、2 進信号として符号化部 5 0 0 に入力される。符号化部 5 0 0 は、入力ビットを符号化して符号化ビット列を出力する。この符号化ビット列は、直／並列変換部 5 0 2 へ伝達される。直／並列変換部 5 0 2 は、伝達された直列符号化ビット列を並列符号化ビット列に変換する。直／並列変換部 5 0 2 は、この送信アンテナ 5 2 0 ～ 5 2 2 の個数に従ってこの符号化ビット列を複数のグループに分割する。この複数のグループのそれぞれは、インターリーバ 5 0 4 ～ 5 0 6 へ伝達される。インターリーバ 5 0 4 ～ 5 0 6 は、入力された符号化シンボルに対してインターリービングを遂行し、変調部 5 0 8 ～ 5 1 0 へ伝達する。変調部 5 0 8 ～ 5 1 0 は、このインターリービングされたビット列を信号コンスタレーションの上のシンボルにマッピングする。変調部 5 0 8 ～ 5 1 0 の変調方式には、Q P S K、8 P S K、1 6 Q A M、及び 6 4 Q A M などが存在する。このシンボルを構成するビット数は、このそれぞれの変調方式に従って決定される。この Q P S K 変調シンボルは 2 ビットで構成され、この 8 P S K は 3 ビットで構成される。また、1 6 Q A M 変調シンボルは、4 ビットで構成され、6 4 Q A M 変調シンボルは、6 ビットで構成される。変調部 5 0 8 ～ 5 1 0 から出力された変調シンボルは、シフター 5 1 2 ～ 5 1 4 へ伝達される。

【 0 0 4 7 】

シフター 5 1 2 ～ 5 1 4 は、受信された変調シンボルでバーストエラーが発生することを防止するために、本願発明に従う相互に異なるパターンを利用してこの変調シンボルをシフトする。以下、多重アンテナの個数に関連して、この変調シンボルをシフトする過程

について説明する。この送信アンテナの個数が2本であれば、1つのシフターは、伝達された変調シンボルをシフトしないでIFFT部へ伝達し、他のシフターは、偶数番目のビット及び奇数番目のビットの位置を交換した後に、IFFT部へ伝達する。下記表1は、送信アンテナの個数が4本である場合に、すなわち、4個のシフターで遂行される動作を示す。

【0048】

【表1】

入力ビット	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	...
第1のシフター(出力ビット)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	...
第2のシフター(出力ビット)	2	3	4	1	6	7	8	5	10	11	12	9	14	15	16	13	...
第3のシフター(出力ビット)	3	4	1	2	7	8	5	6	11	12	9	10	15	16	13	14	...
第4のシフター(出力ビット)	4	1	2	3	8	5	6	7	12	9	10	11	16	13	14	15	...

10

【0049】

この入力されたシンボルに対するシフターは、使用者の選択によって変更されることができる。すなわち、この表1と異なる方式によってシフトを遂行することができる。シフター512～514でシフトされたシンボルは、IFFT部516または518に入力される。このIFFTが遂行されたこの変調シンボルは、送信アンテナ520～522を通じて伝送される。

20

【0050】

図6は、本発明に従う受信部の構造を示している。送信アンテナから伝送されたシンボルは、受信アンテナ600～602によって受信される。この受信アンテナ600～602によって受信されたシンボルは、FFT部604～606へ伝達される。このFFT部604～606に入力された受信信号は、このFFT過程を遂行した後、連続干渉消去方式(Successive Interference Cancellation; SIC)の受信部608へ伝達される。このSIC受信部は、上述した通りである。SIC受信部608から出力されたシンボルは、逆整列部(de-ordering)610へ伝達される。逆整列部610から出力されたシンボルは、シフター612～614へ伝達される。以下、このシフターで遂行される動作について説明する。

30

【0051】

シフター612～614は、図5に示しているシフターがシフトしたビットを元の位置に再び整列させる。下記表2は、表1に示したシフト動作に対応してシフター612～614の動作を示す。

【0052】

【表2】

入力ビット	シフター	出力ビット
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 . . .	第1のシフター	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 . . .
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 . . .	第2のシフター	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 . . .
3 4 1 2 7 8 5 6 11 12 9 10 15 16 13 14 . . .	第3のシフター	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 . . .
4 1 2 3 8 5 6 7 12 9 10 11 16 13 14 15 . . .	第4のシフター	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 . . .

40

【0053】

このシフター612～614によってシフトされたシンボルは、復調部616～618へ伝達される。復調部616～618は、図5の変調部で使用した信号コンスタレーションと同一の信号コンスタレーションによってこの逆拡散されたシンボルを2進ビットを有

50

するシンボルに変換する。すなわち、この復調方式は、この送信部で使用した変調方式によって決定される。この復調された2進ビット列は、デインターリーバ620～622へ伝達される。デインターリーバ620～622は、図5のインターリーバで使用したインターリービング方式と同一の方式にて、この復調された2進ビット列に対してデインターリービングを遂行する。並／直列変換部624は、このデインターリービングされたビット列を直列ビット列に変換する。復号化部626は、この2進ビット列を復号して2進情報ビットを出力する。

【0054】

図7は、本発明に従う送受信器の各構成でデータシンボルが処理される過程を示している。本発明は、図4に示した従来の処理過程と比較して説明する。

図7を参照すると、(F)は、図4に示した伝送データのように、20ビットで構成されている2進ビット列を示す。(G)は、直／並列変換部によってこの20ビットの列が2つのグループに分離されていることを示す。この2つのグループのうち一番目のグループは奇数番目のビットで構成され、二番目のグループは、偶数番目のビットで構成される。(H)は、この2つのグループに分離されたビット単位のデータがインターリーバによってインターリービングを遂行する過程を示している。この(H)に示しているように、一番目のグループ及び二番目のグループは、同一のインターリービング方式でインターリービングを遂行する。

【0055】

(I)は、この2つのグループのうち1つのグループに含まれているビットシンボルについてシフトする過程を示している。図7では、2本の送信アンテナを通じてデータを伝送するので、伝送されるデータを2つのグループに分離する。また、上述したように、この2つのグループのうち1つのグループは、伝送されるデータについてシフトしないで伝送する。この(I)は、二番目のグループに2ビットの単位でシフトしていることを示す。すなわち、一番目のビットと二番目のビットとの位置を交換し、三番目のビットと四番目のビットとの位置を交換する。上述したように、残りのビットも同一にシフトする。しかしながら、この(I)に示すシフトは、例示のための目的であるだけ、この(I)とは異なる方式にてシフトを遂行することもできる。

【0056】

(J)は、この一番目のグループに含まれているビットのうち、#17、#7、#3が伝送される間に、受信部でエラーが発生したことを示している。この場合に、この二番目のグループに含まれているビットは、この一番目のグループに含まれているビットの推定値を利用して推定するので、この一番目のグループに含まれているビットと同一の位置のビットもエラーが発生する。すなわち、エラーが発生した一番目のグループビットを利用して二番目のグループに含まれているビットもエラーが発生する。この(J)は、二番目のグループに含まれているビットのうち、#6、#10、#14でエラーが発生したことを示している。

【0057】

(K)は、受信部のシフターによってシフトされる過程を示している。この(K)は、この(I)で遂行されたシフト方向と逆方向にシフトを遂行することによって、受信シンボルは、この送信部でシフトが遂行される以前の元の位置に再び整列される。すなわち、2回のシフトを遂行することによってシフトを遂行しない効果がある。

【0058】

(L)は、デインターリーバによって受信信号をデインターリービングする過程を示しており、(M)は、並／直列変換部によってデインターリービングされた信号を直列形態の信号に変換することを示している。この(M)で示しているように、隣接ビットで発生したエラーは、図4に示した(E)と比較して格段に減少したことをわかる。

【0059】

図8及び図9は、本発明に従う効果を示している。特に、図8は、QPSK変調方式によって変調されたシンボルが2本の送信アンテナを通じて伝送された後に、2本の受信ア

10

20

30

40

50

ンテナを通じて受信される場合の効果を示している。図 9 は、16QAM 変調方式によって変調されたシンボルが 2 本の送信アンテナを通じて伝送された後に、2 本の受信アンテナを通じて受信される場合の効果を示している。図 8 及び図 9 に示しているように、本発明で提案された方式は、従来の方式に比べて格段に向上した性能を示している。

【0060】

以上、本発明を具体的な実施形態を参照して詳細に説明してきたが、本発明の範囲は上述の実施形態によって限られるべきではなく、本発明の範囲内で様々な変形が可能であるということは、当該技術分野における通常の知識を持つ者には明らかである。

【図面の簡単な説明】

【0061】

10

【図 1】 一般的な OFDM 移動通信システムの構造を示すブロック図である。

【図 2】 一般的な多重アンテナ OFDM 移動通信システムの構造を示すブロック図である。

【図 3】 図 2 に示した連続干渉消去方式 (SIC) 受信部の構造を示すブロック図である。

【図 4】 一般的な多重アンテナ OFDM 移動通信システムでデータの送受信過程を順次に示す図である。

【図 5】 本発明に従う多重アンテナ OFDM 移動通信システムでの送信部の構造を示すブロック図である。

【図 6】 本発明に従う多重アンテナ OFDM 移動通信システムでの受信部の構造を示すブロック図である。

【図 7】 本発明に従う多重アンテナ OFDM 移動通信システムでのデータの送受信過程を順次に示す図である。 20

【図 8】 本発明によって提案された方式と従来の方式とを比較したグラフである。

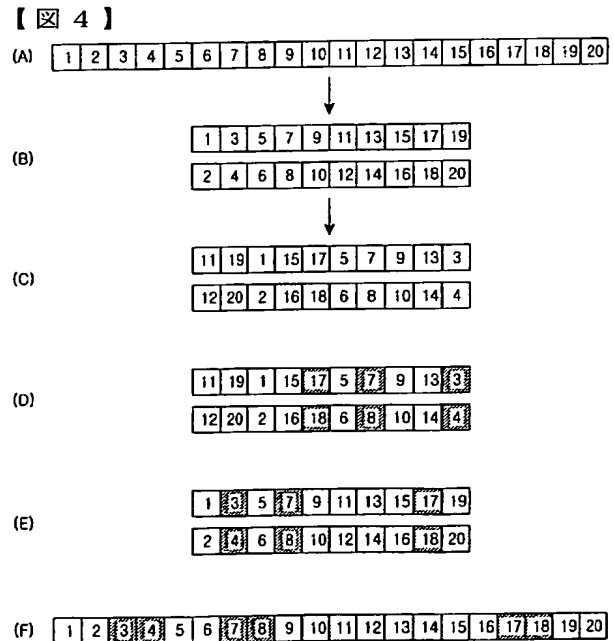
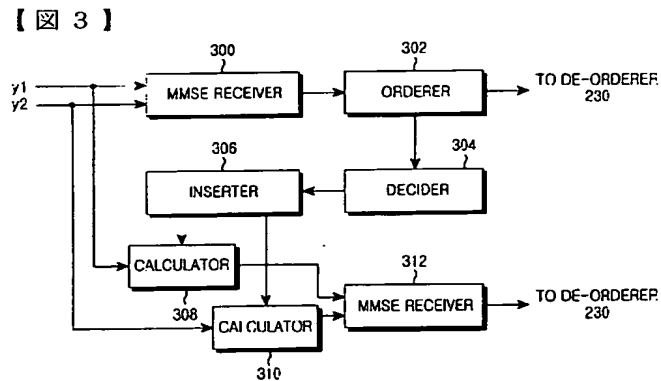
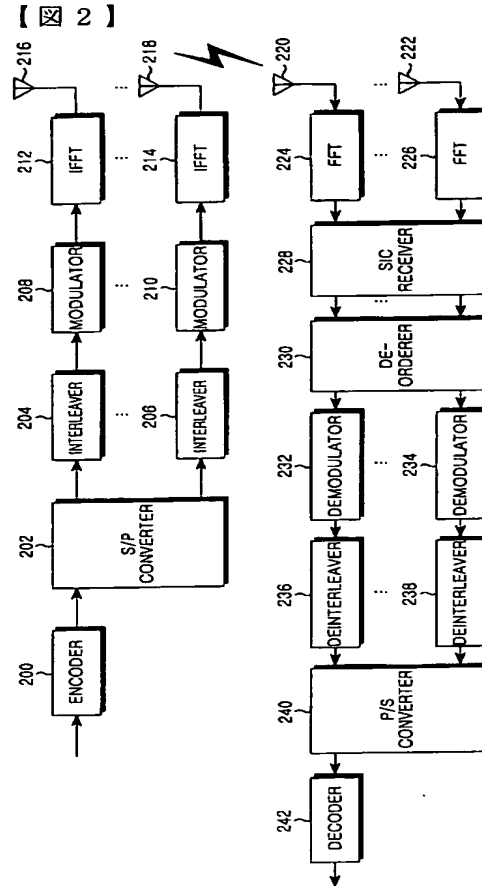
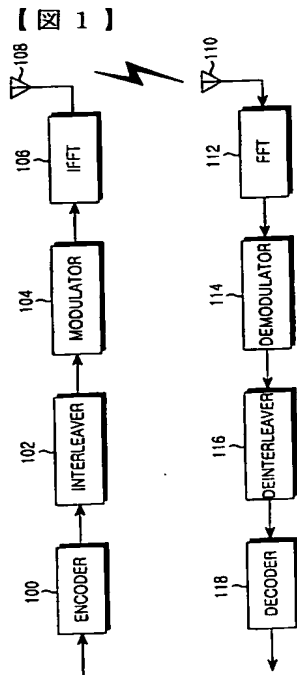
【図 9】 本発明によって提案された方式と従来の方式とを比較した他のグラフである。



【符号の説明】

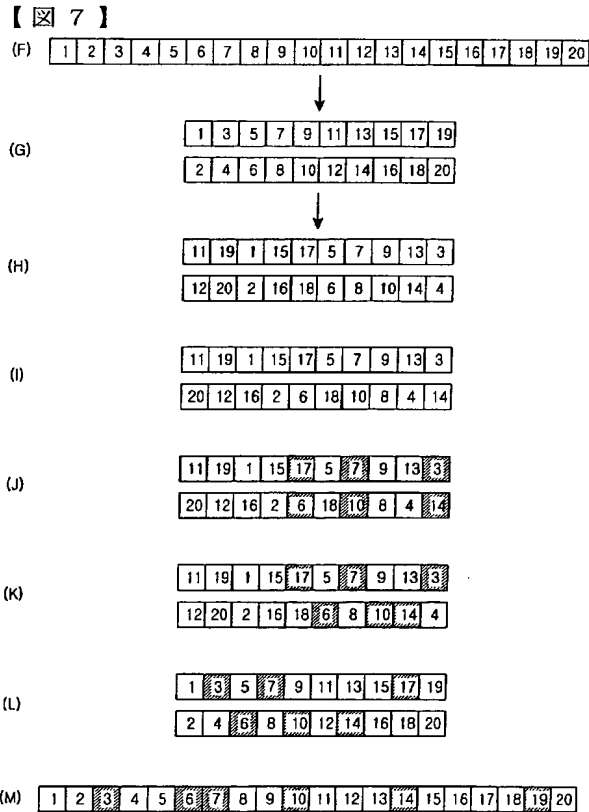
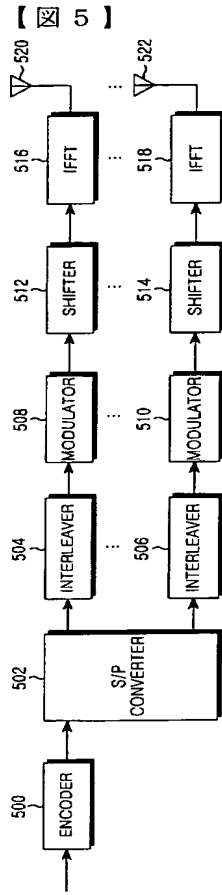
【0062】

500	符号化部
502	直／並列変換部
504～506	インターリーバ
508～510	変調部
512～514	シフター
516～518	IFFT 部
520～522	送信アンテナ

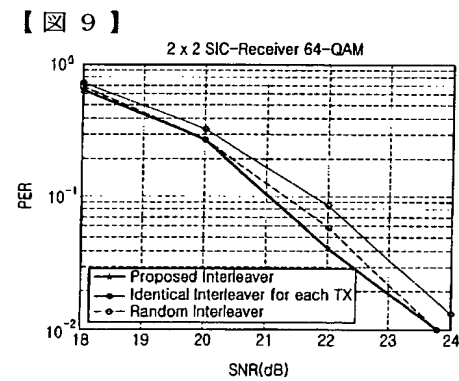
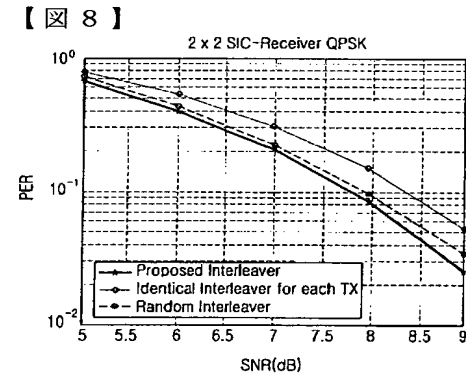
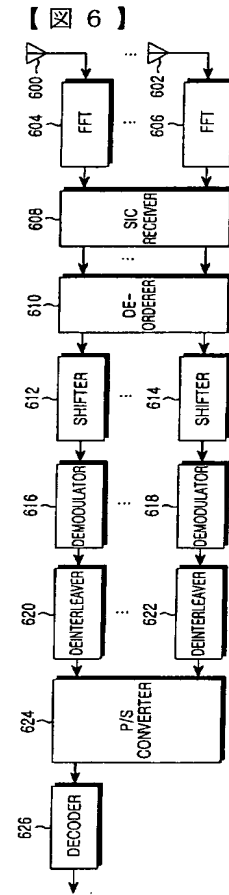
30



 : ERROR BIT
 : NORMAL BIT



■ : ERROR BIT
□ : NORMAL BIT



フロントページの続き

(72)発明者 宋 基逢

大韓民国江源道春川市退溪洞(番地なし) グリーンタウン103棟402号

(72)発明者 李 東俊

大韓民国ソウル特別市江南區道谷一洞883-23番地 現代グリーンアパート108号

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD22 FF00 FF01

5K059 CC01 EE02

THIS PAGE BLANK (USPTO)